

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5490601号
(P5490601)

(45) 発行日 平成26年5月14日(2014.5.14)

(24) 登録日 平成26年3月7日(2014.3.7)

(51) Int.Cl. F I
 H O 2 P 21/00 (2006.01) H O 2 P 5/408 A
 H O 2 P 27/04 (2006.01)

請求項の数 8 外国語出願 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2010-97905 (P2010-97905)
 (22) 出願日 平成22年4月21日 (2010.4.21)
 (65) 公開番号 特開2010-259323 (P2010-259323A)
 (43) 公開日 平成22年11月11日 (2010.11.11)
 審査請求日 平成24年11月2日 (2012.11.2)
 (31) 優先権主張番号 0952584
 (32) 優先日 平成21年4月21日 (2009.4.21)
 (33) 優先権主張国 フランス (FR)

(73) 特許権者 502363191
 シュネーデル、トウシバ、インベーター、
 ヨーロッパ、ソシエテ、パル、アクション
 、セプリフェ
 SCHNEIDER TOSHIBA I
 NVERTER EUROPE SAS
 フランス国パシ シュール ユール、リュ
 アンドレ ブランシェ、33
 (74) 代理人 100117787
 弁理士 勝沼 宏仁
 (74) 代理人 100082991
 弁理士 佐藤 泰和
 (74) 代理人 100103263
 弁理士 川崎 康

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータの磁束ベクトルの位置を決定するための方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ステータとロータとを備える電気モータ (M) のロータの磁束ベクトルの位置を決定するための方法であって、

モータの回転と同期する基準座標系 (d, q) に対して第 1 の周波数 () で回転する第 1 の注入基準座標系 (x₊, y₊) に第 1 の電流ベクトルを注入するとともに、前記基準座標系 (d, q) に対して第 2 の周波数で回転する第 2 の注入基準座標系 (x₋, y₋) に第 2 の電流ベクトルを注入し、前記基準座標系 (d, q) に対する前記第 2 の注入基準座標系 (x₋, y₋) の回転方向が、前記基準座標系 (d, q) に対する前記第 1 の注入基準座標系 (x₊, y₊) の回転方向の逆である、ステップと、

前記第 1 の注入基準座標系 (x₊, y₊) と同期する第 1 の積分器モジュール (12) の出力で供給される第 1 のステータ磁束誘導電圧を決定するとともに、前記第 2 の注入基準座標系 (x₋, y₋) と同期する第 2 の積分器モジュール (13) の出力で供給される第 2 のステータ磁束誘導電圧を決定するステップと、

前記ロータの磁束ベクトルの実際の位置 (R) と前記ロータの磁束ベクトルの推定位置 (S) との間の誤差 () を最小にすることにより前記ロータの磁束ベクトルの位置を調整し、前記誤差 () が前記第 2 のステータ磁束誘導電圧に基づいて決定されるステップと、

を含むことを特徴とする決定方法。

【請求項 2】

10

20

前記誤差 () が前記第 1 のステータ磁束誘導電圧と前記第 2 のステータ磁束誘導電圧とに基づいて決定されることを特徴とする請求項 1 に記載の決定方法。

【請求項 3】

前記第 2 の電流ベクトルの振幅 (I_2) が前記第 1 の電流ベクトルの振幅 (I_1) に等しいことを特徴とする請求項 2 に記載の決定方法。

【請求項 4】

前記第 2 の電流ベクトルの振幅 (I_2) がゼロに等しいことを特徴とする請求項 1 に記載の決定方法。

【請求項 5】

前記電気モータ (M) が誘導モータであることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載の決定方法。

10

【請求項 6】

前記電気モータ (M) が同期モータであることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載の決定方法。

【請求項 7】

前記基準座標系 (d, q) に対して第 3 の周波数で回転する第 3 の注入基準座標系 (X_+, Y_+) に第 3 の電流ベクトルを注入するとともに、前記基準座標系 (d, q) に対して第 4 の周波数で回転する第 4 の注入基準座標系 (X_-, Y_-) に第 4 の電流ベクトルを注入し、前記基準座標系 (d, q) に対する前記第 4 の注入基準座標系 (X_-, Y_-) の回転方向が前記基準座標系 (d, q) に対する前記第 3 の注入基準座標系 (X_+, Y_+) の回転方向の逆であり、前記第 3 の周波数が前記第 1 の周波数の 2 倍である、ステップを含むことを特徴とする請求項 6 に記載の決定方法。

20

【請求項 8】

電気モータ (M) を駆動させるようになっている可変速ドライブであって、請求項 1 乃至 7 のいずれか一項に記載の決定方法を使用する可変速ドライブ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、可変速ドライブによって駆動されかつ負荷を駆動するように構成された電気モータの磁束ベクトルの位置を決定するための方法に関する。この方法は、速度センサまたは位置センサを伴うことなく (センサレスで) 達成され、低周波電流注入を使用することによる磁束ベクトルの推定位置の誤差の検出に基づく。

30

【背景技術】

【0002】

可変速ドライブによって駆動される交流電気モータのトルクの効果的な制御を得るため、ドライブを制御するためのシステムは、モータの (通常は、ロータの) 磁束ベクトルの位置に関連する情報を必要とする。ロータの磁束ベクトルの位置は、コーダなどのロータ位置センサまたは速度センサを用いて閉ループで十分に推定することができる。それにもかかわらず、そのようなセンサは、比較的高価であり、機械的および電氣的に感度が良く、そのため、特にファイナライゼーション問題を引き起こす場合がある。

40

【0003】

速度センサまたは位置センサが無い場合、すなわち、開ループの場合、磁束ベクトルの位置は、モータおよびモータのステータの電圧のモデリングに基づいて推定される。この手法は、モータに適用される速度基準のイメージである、ステータの電圧の主周波数が確実に検出されるべき磁束によって誘導される内部起電力 (e_{mf}) にとって十分高いときに有効である。これは、通常、ステータの電圧の主周波数がステータの公称周波数の約 5 % ~ 10 % よりも高いケース、すなわち、モータに加えられる速度が公称速度の約 5 % ~ 10 % よりも高いケースである。

【0004】

しかしながら、主周波数での信号に基づく位置センサを持たない制御技術は、低速では

50

あまり有効でないことが知られている。これは、その場合に誘導起電力が弱くなってゼロ周波数で完全に消失する可能性があるからである。根本的な問題点は、速度に依存する誘導起電力が低くなると、モータモデルのパラメータ（例えば、ステータの抵抗）の誤差に起因して、ステータの電圧に基づくその評価が不正確になるという点である。その結果、低速でかつ大きな負荷での磁束の位置の評価において、かなりの角度差が生じ、それにより、モータの制御の性能が低下する。

【 0 0 0 5 】

永久磁石同期モータ（PMSM）の駆動などの他の状況では、位置センサが使用される場合であっても、モータが起動する前にロータの磁束ベクトルの絶対位置が決定されなければならない。したがって、ゼロ速度でロータの磁束の位置を検出できるようにする方法も必要である。

10

【 0 0 0 6 】

センサを使用することなく低速でロータの磁束ベクトルの位置を確実に検出するため、補助信号の注入に基づく様々な方法が使用され得る。通常、ステータの電流または電圧の応答を観測して解析することによりロータの磁束ベクトルの位置情報を決定するため、主周波数とは異なる周波数でのステータの巻線への電圧または電流の注入が使用される。1つの方法は、低周波調波電流注入と呼ばれる。この方法の目的は、検出可能な電圧振動を誘導できるトルクおよびロータ速度の小さい振動を発生させることである。この文脈における用語“低周波”は、注入周波数（または、調和振動数）が機械的な駆動システムの機械的な帯域幅内にあることを意味する。例えば、公称周波数が約50Hz～60Hzのモータの場合には、典型的な注入周波数が25Hz～50Hz程度となる。

20

【 0 0 0 7 】

低周波電流注入法は、誘導モータの制御のために既に使用されている。これについては、特に、非特許文献1を参照されたい。また、この方法は、PMSMを制御するためにも使用される。これについては、特に、非特許文献2を参照されたい。

【 0 0 0 8 】

この方法は、ロータの磁束ベクトルの位置をその後を検出するために、制御された電流注入後にロータの磁束によって誘導されるステータ電圧の成分を決定できるようにする。このため、1つの手法は、基準座標系（d, q）とも呼ばれる主モータ電流の基準座標系（SRF-同期基準座標系）と同期しかつ十分な帯域幅を有する（すなわち、注入された電流も調整できる）通常のPI（比例積分）レギュレータを使用することであり、その後、ステータの電圧の式を使用して誘導内部起電力を決定することである。

30

【 0 0 0 9 】

しかしながら、そのような方法は、ロータの磁束ベクトルの位置に関する誤差信号を決定するために、モータの幾つかのパラメータ（例えば、極数、モータ慣性）の知識と、更なる復調プロセスとを必要とする。これにより、全体のアルゴリズムが複雑になるとともにこれらのパラメータに依存するようになる。また、注入電流の制御が正確ではなく、定常状態誤差がこれらの注入電流の調整に現れる場合がある。

【 先行技術文献 】

【 非特許文献 】

40

【 0 0 1 0 】

【 非特許文献 1 】 V.-M. Leppanen, J. Luomi, ' Speed-Sensorless Induction Machine Control for Zero Speed and Frequency ', IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No.5, Oct. 2004, pp. 1041-1047

【 非特許文献 2 】 S. Wu, Y. Li, X. Miao, ' Comparison of Signal Injection Methods for Sensorless control of PMSM at Very Low Speeds ', IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007, June 2007 pp.568-573

【 発明の概要 】

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 1 】

50

したがって、本発明の目的は、特にモータが低速および更にはゼロ速度で回転するときにはロータの磁束ベクトルの位置を決定するための、簡単で、正確な、かつ信頼できる方法を提案することにより、これらの困難を改善することである。この方法は、位置センサを使用せず、同期モータおよび誘導モータ（例えば、非同期モータ）に適用される。特に、この方法は、同期モータのロータの初期位置と制御システムとのアライメントを可能にし、例えば同期モータの突極性の存在などのモータの特定の設計を必要としない。

【0012】

このため、本発明は、ステータとロータとが備えられる電気モータのロータの磁束ベクトルの位置を決定するための方法について記載する。この方法は、(i)モータの回転と同期する基準座標系に対して第1の周波数で回転する第1の注入基準座標系に第1の電流ベクトルを注入するとともに、前記基準座標系に対して第2の周波数で回転する第2の注入基準座標系に第2の電流ベクトルを注入し、前記第2の周波数が前記第1の周波数の逆であるステップと、(ii)前記第1の注入基準座標系と同期する第1の積分器モジュールの出力で供給される第1のステータの磁束誘導電圧を決定するとともに、前記第2の注入基準座標系と同期する第2の積分器モジュールの出力で供給される第2のステータの磁束誘導電圧を決定するステップと、(iii)前記ロータの磁束ベクトルの実際の位置とロータの磁束ベクトルの推定位置との間の誤差を最小にすることにより前記ロータの磁束ベクトルの位置を調整し、前記誤差が前記第2のステータ磁束誘導電圧に基づいて決定されるステップとを含む。

【0013】

1つの特徴によれば、誤差が前記第1のステータの磁束誘導電圧と前記第2のステータの磁束誘導電圧とに基づいて決定される。

【0014】

回転注入と呼ばれる第1の実施形態によれば、前記第2の電流ベクトルの振幅がゼロに等しい。交互注入と呼ばれる第2の実施形態によれば、前記第2の電流ベクトルの振幅が前記第1の電流ベクトルの振幅に等しい。

【0015】

他の特徴によれば、上記方法は、前記基準座標系に対して第3の周波数で回転する第3の注入基準座標系に第3の電流ベクトルを注入するとともに、前記基準座標系に対して第4の周波数で回転する第4の注入基準座標系に第4の電流ベクトルを注入し、前記第4の周波数が前記第3の周波数の逆であり、前記第3の周波数が前記第1の周波数の2倍であるステップも含む。

【0016】

また、本発明は、同期タイプまたは非同期タイプの電気モータを駆動させるようになっている可変速ドライブであって、そのような決定方法を使用することができる可変速ドライブに関する。

【0017】

他の特徴および利点は、一例として与えられかつ添付図面によって表わされる一実施形態を参照することにより以下の詳細な説明において明らかとなる。

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】本発明を適用する速度ドライブの構造の簡略化された例を示している。

【図2】図1のドライブの制御モジュールの詳細を示している。

【図3】基準座標系および電流注入基準座標系のグラフ表示を示している。

【図4】図2の改良を示している。

【発明を実施するための形態】

【0019】

可変速ドライブは、通常、可変周波数の交流電圧をステータの巻線に供給する(PWM-パルス幅変調)ことによって、ステータとロータとを備える電気モータMを駆動することに関与する。本発明の目的は、速度センサまたは位置センサを使用することなくロータ

10

20

30

40

50

の磁束ベクトルの位置を簡単な方法で決定することである。ロータの磁束ベクトルの位置は、モータのロータの位置および/または速度を確かめることを可能にし、したがって、モータの制御を最適化できる。決定方法は速度ドライブに適用される。電気モータは、同期モータ（例えば、永久磁石を有するモータ - PMSM）または非同期モータ（誘導モータ）であってもよく、突極性を備えていてもいなくてもよい。

【0020】

図1を参照すると、モータMを駆動させるようになっている速度ドライブは、直流電圧21を、モータのステータの様々な巻線に印加される三相電圧22へと変換することに関与するインバータモジュール20を備える。従来、ドライブは、固定三相基準a, b, cの3つの成分 U_a , U_b , U_c から成る電圧に基づいてインバータモジュール20の半導体部品を制御しなければならない制御モジュール10を備える。

10

【0021】

制御モジュール10は、モータの回転速度と同期する基準座標系の2つの成分 U_d , U_q から成る制御電圧を供給する。この基準座標系は、通常は基準座標系d, qと呼ばれる直交基準であり、d軸はロータの磁束軸を表わし、q軸はモータのトルク軸を表わす。同期基準座標系d, qの成分 U_d , U_q は、コンバータブロック23によって、d, q a, b, cに変換され、それにより、インバータモジュール20の制御を可能にする固定三相基準a, b, cの3つの成分 U_a , U_b , U_c が与えられる。

【0022】

基準座標系d, qは固定基準に対して θ_s と呼ばれる角度を成し、 θ_s は推定ステータ速度 ω_s に基づいて決定される。角度 θ_s は、ロータの磁束ベクトルの推定位置に対応する。モータの制御を最適化するためには、ロータの磁束ベクトルの角度位置の θ_r と呼ばれる誤差を最小にして、ロータの磁束を基準座標系d, qの軸dと整列させることが望ましい。この誤差 θ_e は、ロータの磁束ベクトルの実際の位置 θ_r とロータの磁束ベクトルの推定位置 θ_s との間の差に対応する。これは、 $\theta_e = \theta_r - \theta_s$ を与える。

20

【0023】

入力において、制御モジュール10は、基準座標系d, qの測定電流 I_{sd} , I_{sq} を受け取る。これらの測定電流 I_{sd} , I_{sq} は、コンバータブロック24による変換、すなわちa, b, c d, qの後に、 I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} と呼ばれ、固定三相基準a, b, cにしたがってステータの巻線を通る電流の測定値から生じる。基準座標系d, qの測定電流 I_{sd} , I_{sq} を得るためには、既知の方法では、3つのステータの電流測定値 I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} のうち少なくとも2つがコンバータブロック24に必要である。固定基準a, b, cと基準座標系d, qとの間の変換を行なうために、コンバータブロック23, 24は角度 θ_s を使用する。

30

【0024】

また、制御モジュール10は、基準座標系d, qの2つの成分 I_{dref} , I_{qref} を含む主基準電流 I_{ref} を入力端子で受ける。軸dに対する電流 I_{dref} は主磁束電流に対応し、軸qに対する電流 I_{qref} は主トルク電流に対応する。主基準電流 I_{ref} は、所望の速度およびトルクでモータMを回転させることを可能にする。主基準電流は、特に、所望の、モータの速度基準 ω_{ref} とステータの速度 ω_s に基づいて得られるロータの回転の推定速度 ω_r との間の差を最小にするために決定される。

40

【0025】

本発明で説明される方法は、主電流 I_{dref} , I_{qref} の重ね合わせ状態で基準座標系d, qの成分 I_{dh} , I_{qh} を有する注入電流 I_h を注入することを提案する。このため、この方法は、第1の注入基準座標系 x_+ , y_+ にしたがう第1の電流ベクトルを注入することを提案し、この第1の注入基準座標系 x_+ , y_+ は、モータの回転と同期して基準座標系d, qに対して第1の注入周波数 ω_1 で回転する。また、上記方法は、基準座標系d, qに対して第2の注入周波数 ω_2 で回転する第2の注入基準座標系 x_- , y_- に第2の電流ベクトルを注入することも提案する。

【0026】

50

第2の注入周波数 ω_2 は第1の周波数 ω_1 の逆に等しい。したがって、図3に示されるように、注入周波数 ω_1 で回転する第1の注入基準座標系 x_+, y_+ は基準座標系 d, q と角度 θ_1 を成し、反対の周波数 ω_2 で回転する第2の注入基準座標系 x_-, y_- は基準座標系 d, q と反対の角度 $-\theta_1$ を成す。

【0027】

合計の、ステータの電流ベクトル I_{tot} は、基準座標系 d, q の2つの成分 I_{dtot}, I_{qtot} に分けられ、したがって、主電流 I_{ref} と注入電流 I_h との和に等しい。これは、 $I_{tot} = I_{ref} + I_h$ を与える。この場合、

$$I_{ref} = I_{dref} + j \times I_{qref}, \quad I_h = I_{dh} + j \times I_{qh}, \quad I_h = I_1 \times e^{j\omega_1 t} + I_2 \times e^{-j\omega_1 t}$$

第1の注入基準座標系 x_+, y_+ の注入電流 I_h の成分は振幅 I_1 を有し、また、第2の注入基準座標系 x_-, y_- の注入電流 I_h の成分は振幅 I_2 を有する。基準座標系 d, q において、軸 d および q に沿う注入電流 I_h の成分 I_{dh}, I_{qh} は、以下に等しい。すなわち

$$I_{dh} = (I_1 + I_2) \times \cos(\omega_1 t), \quad I_{qh} = (I_1 - I_2) \times \sin(\omega_1 t)$$

【0028】

図2を参照すると、ドライブの制御モジュール10は、基準座標系 d, q における同期標準PI(比例積分)レギュレータモジュール11を備える。PIレギュレータモジュール11は実際には2つのPIレギュレータから成り、これらのPIレギュレータは、入力において、一方では全電流 I_{dtot} と測定電流 I_{sd} との間の d 軸成分の差を受け、他方では I_{qtot} と I_{sq} との間の q 軸成分の差を受ける。出力では、PIレギュレータ11は、基準座標系 d, q における主電圧 U_{dref}, U_{qref} を供給する。これは、 $U_{ref} = U_{dref} + j \times U_{qref}$ を与える。

【0029】

本発明によれば、制御モジュール10は、第1の基準座標系 x_+, y_+ と同期する第1の積分器モジュール(積分)12および第2の基準座標系 x_-, y_- と同期する第2の積分器モジュール(積分)13も備える。第1の積分器モジュール12は2つの積分器から成り、これらの積分器は、コンバータブロック d, q x_+, y_+ を用いて基準座標系 d, q から第1の基準座標系 x_+, y_+ へと移行するための変換後に、入力端子において、一方では全電流 I_{dtot} と測定電流 I_{sd} との間の d 軸成分の差を受け、他方では I_{qtot} と I_{sq} との間の q 軸成分の差を受ける。同様に、第2の積分器モジュール13は2つの積分器から成り、これらの積分器は、コンバータブロック d, q x_-, y_- を用いて基準座標系 d, q から第2の基準座標系 x_-, y_- へと移行するための変換後に、入力端子において、一方では全電流 I_{dtot} と測定電流 I_{sd} との間の d 軸成分の差を受け、他方では I_{qtot} と I_{sq} との間の q 軸成分の差を受ける。

【0030】

第1の積分器モジュール12は、出力端子において、第1の基準座標系 x_+, y_+ の2つの成分 U_{x+}, U_{y+} に分けられる第1のステータ磁束誘導電圧 U_+ (より簡単に、第1のステータ電圧 U_+ とも呼ばれる)を供給する。同様に、第2の積分器モジュール13は、出力端子において、第2の基準座標系 x_-, y_- の2つの成分 U_{x-}, U_{y-} に分けられる第2のステータ磁束誘導電圧 U_- (または、第2のステータ電圧 U_- とも呼ばれる)を供給する。

【0031】

これは、 $U_+ = U_{x+} + j \times U_{y+}$ 、および、 $U_- = U_{x-} + j \times U_{y-}$ を与える。

【0032】

積分器モジュール12, 13の出力は、その後、元の基準座標系 d, q へ切り換えるために、コンバータブロック $x_+, y_+ \rightarrow d, q$ およびコンバータブロック $x_-, y_- \rightarrow d, q$ のそれぞれによって再変換された後、モータMに印加されるべき制御電圧の2つの成分 U_d, U_q を供給するために主電圧 U_{dref}, U_{qref} に加えられる。

【0033】

第1のステータ磁束誘導電圧 U_+ および第2のステータ磁束誘導電圧 U_- がロータの磁束ベクトルの角度位置の誤差 θ_{err} 、すなわち、基準座標系 d, q の位置に等しいロータの磁束

10

20

30

40

50

ベクトルの実際の位置 θ_R とロータの磁束ベクトルの推定位置 θ_s との間の差の関数であるの分かる。したがって、これらの電圧 U_+ , U_- の検出は、誤差 ε を最小にすることを可能にし、したがって、ロータの磁束ベクトルの実際の位置を正確に決定することを可能にする。

【0034】

1) 同期モータ M の場合

第1の実施形態において、電流は、 I に等しい基準座標系 x_+ , y_+ の成分の振幅 I_1 とゼロに等しい基準座標系 x_- , y_- の成分の振幅 I_2 とを伴って注入される。このモードは高調波電流回転注入と呼ばれる。したがって、電流は、プラスの注入周波数 ω で回転する電流ベクトルによってのみ注入される。マイナスの周波数での電流注入はゼロに調整される。

10

【0035】

その結果、これは、

$$I_h = I \times e^{j\omega t} = I \times \cos(\omega t) + j \times I \times \sin(\omega t) = I_{dh} + j \times I_{qh}$$

を与える。

【0036】

この第1のモードにおいて、第2のステータ磁束誘導電圧 U_- の実数部分 U_{x-} (すなわち、 x 軸成分) は、以下の式によれば、誤差 ε に比例する。

【数1】

$$U_{x-} = \text{Re}(U_-) = \left(\Delta L (\Omega - 2\bar{\omega}) + \frac{3n_p^2}{4J\Omega} \bar{\varphi}_m^2 \right) I \sin(2\varepsilon)$$

20

【0037】

この場合、 L は突極性インダクタンスを表わし、その値は、モータ M の d , q 軸のインダクタンス L_d , L_q 間の差に依存し、 n_p はモータの極数を表わし、 $\bar{\varphi}_m$ はロータの磁束の振幅を表わし、 Ω はロータの平均速度を表わし、 J はモータの慣性を表わす。

【0038】

なお、信号 U_{x-} は、突極性が無い場合、すなわち、 $L = 0$ のときであっても存在する。したがって、提案された方法は、モータの突極性が無い場合であっても機能する。第1の実施形態において、誤差 ε は、以下の式にしたがって第2のステータ磁束誘導電圧 U_- の2つの成分 U_{x+} , U_{x-} に基づいて決定することができる。

30

【数2】

$$\varepsilon = \frac{U_{x-}}{\sqrt{U_{x-}^2 + U_{y-}^2}}$$

【0039】

第2の実施形態において、電流注入は、基準座標系 x_- , y_- の成分の振幅 I_2 に等しい基準座標系 x_+ , y_+ の成分の振幅 I_1 を伴って実現される。すなわち、 $I_1 = I_2 = I/2$ である。この実施形態は高調波電流交互注入と呼ばれる。このケースは、振幅 I_{qh} が0に等しい場合の注入電流 I_{dh} , I_{qh} の2つの成分の印加に対応する。

40

$$I_h = 1/2 \times e^{j\omega t} + 1/2 \times e^{-j\omega t} = I \times \cos(\omega t) + j \times 0 = I_{dh} + j \times I_{qh}$$

【0040】

したがって、この実施形態は、 d 軸のみでの周波数 ω の交流電流の印加に相当する(図3参照)。合成ステータ磁束誘導電圧 U は以下に等しい。

$$U = (U_- - U_+)/2 = U_{x+} + j \times U_{y+} = (U_{x-} - U_{x+})/2 + j \times (U_{y-} - U_{y+})/2$$

【0041】

この第2のモードにおいて、第2の合成ステータ磁束誘導電圧 U の実数部分は、以下の式によれば、誤差 ε に比例する。

50

【数3】

$$U_{\Sigma x} = \text{Re}(U_{\Sigma}) = \left(\Omega \Delta L + \frac{3n_p^2}{4J\Omega} |\bar{\varphi}_m|^2 \right) I \sin(2\varepsilon) + \frac{3n_p^2}{16J\Omega} \Delta L^2 I^3 \sin(4\varepsilon)$$

【0042】

第2の実施形態の利点は、ロータの磁束とモータの基準座標系とが合わせられるときに電流の注入が速度振動およびトルク振動を引き起こさない（ ε の変化がない）という点である。したがって、このタイプの注入は、センサレスモータ制御で用いるのに非常に有益である。

10

【0043】

第2の実施形態において、誤差 ε は、以下の式にしたがって合成ステータ磁束誘導電圧 U_{Σ} の2つの成分 $U_{\Sigma x}$ および $U_{\Sigma y}$ に基づいて決定することができる。

【数4】

$$\varepsilon = \frac{U_{\Sigma x}}{\sqrt{U_{\Sigma x}^2 + U_{\Sigma y}^2}}$$

【0044】

したがって、本発明によれば、誤差 ε は、積分器モジュール12および/または積分器モジュール13の出力に基づいて第1の計算ブロック25によって簡単に決定される。第1の実施形態において、誤差 ε は、第2の基準座標系 x_-, y_- と同期する第2の積分器モジュール13の出力で供給される第2のステータ磁束電圧 U_- に基づいて決定される。第2の実施形態において、誤差 ε は、第1の基準座標系 x_+, y_+ と同期する第1の積分器モジュール12の出力で供給される第1のステータ磁束電圧 U_+ と第2のステータ磁束電圧 U_- とに基づいて決定される。簡単にするため、図1は、実施形態にかかわらず U_+, U_- が付された入力を有する計算ブロック25を表わしている。

20

【0045】

ブロック25により計算される誤差 ε は、その後、例えばPLL（フェーズ・ロック・ループ）タイプのPIレギュレータを備える第2の計算モジュール26を用いてステータの速度 ω_s を決定するために使用される。同期モータの場合には、モータの速度が基準座標系 d, q の速度に対応するということが起こる。

30

【数5】

$$\omega_s(s) = - \left(K_{pe} + \frac{K_{ie}}{s} \right) \varepsilon(s)$$

【0046】

例えばオブザーバ技術を使用することにより誤差 ε に基づいてステータの速度 ω_s を得るために他の既知の計算方法も想起できる。

【0047】

同期モータの場合、ステータの速度 ω_s は、ロータの回転の推定速度 ω_r を直接に与える。非同期モータの場合には、更なる計算ブロック28（図1参照）が、ステータの速度 ω_s に基づいてロータの推定速度 ω_r を決定するためにモータの滑りを考慮に入れることを可能にする。いずれの場合にも、ロータのこの推定速度 ω_r は、主トルク電流 I_{qref} を計算するために速度基準 ω_{ref} から差し引かれる。

40

【0048】

また、ステータの速度 ω_s を積分することにより、基準座標系 d, q の位置を表わす角度 θ_s が得られる。したがって、角度 θ_s は、積分器モジュール12および/または積分器モジュール13の出力に基づいて決定される。基準座標系 d, q の角度 θ_s の計算値は、基準座標系 d, q と固定基準との間の角度を想定し得る最良の方法で調整して規制するた

50

めにループバックされてコンバータブロック 2 3 およびコンバータブロック 2 4 で使用されるのが有益である。

【 0 0 4 9 】

したがって、この調整ループにより、三相固定基準 a, b, c に対する基準座標系 d, q の回転角が永久的にかつ簡単に最適化され、それにより、特に、測定電流 I_{sd}, I_{sq} を精緻化することができる。したがって、この調整ステップは、ロータの磁束ベクトルの角度位置の誤差を最小にしてそれをゼロへと向かわせることを可能にし、すなわち、ロータの磁束ベクトルの実際の位置 θ_R に等しいロータの磁束ベクトルの推定位置 θ_s を得ることを可能にする。

【 0 0 5 0 】

先に示される方程式では、ステータの磁束誘導電圧が 2 の関数であることに留意されたい。これにより、磁化されたロータを備える PMSM においては、ロータの磁束の位置を検出することのみが可能であり、ロータの磁束の方向または極性を検出することができない (0 - 曖昧性)。しかしながら、モータ M が突極性を有する場合には、図 4 に示される決定方法の改良を使用することにより磁束の方向を依然として検出することができる。

【 0 0 5 1 】

図 4 を参照すると、電流は、および - にそれぞれ等しい第 1 および第 2 の注入周波数を伴うだけでなく、第 1 の周波数 および第 2 の周波数 - の 2 倍にそれぞれ等しい第 3 および第 4 の周波数も伴って注入される。

【 0 0 5 2 】

したがって、上記方法は、基準座標系 d, q に対して注入周波数 2 で回転する第 3 の電流注入基準座標系 X_+, Y_+ にしたがう第 3 の電流ベクトルと、基準座標系 d, q に対して注入周波数 - 2 で回転する第 4 の電流注入基準座標系 X_-, Y_- にしたがう第 4 の電流ベクトルとを注入することも提案する。第 3 の電流ベクトルは振幅 I_1 を有し、第 4 の電流ベクトルは振幅 I_2 を有する。また、制御モジュール 10 は、第 3 の基準座標系 X_+, Y_+ と同期する第 3 の積分器モジュール (積分) 16、および、第 4 の電流注入基準座標系 X_-, Y_- と同期する第 4 の積分器モジュール (積分) 17 も備え、各積分器モジュール 16, 17 は図 4 に示されるように 2 つの積分器から成る。

【 0 0 5 3 】

第 3 の積分器モジュール 16 は、出力において、第 3 の基準座標系 X_+, Y_+ の 2 つの成分 V_{x+}, V_{y+} に分けられる第 3 のステータ磁束誘導電圧 V_+ を供給する。同様に、第 4 の積分器モジュール 16 は、出力において、第 4 の基準座標系 X_-, Y_- の 2 つの成分 V_{x-}, V_{y-} に分けられる第 4 のステータ磁束誘導電圧 V_- を供給する。

【 0 0 5 4 】

これは、 $V_+ = V_{x+} + j * V_{y+}$ 、および、 $V_- = V_{x-} + j * V_{y-}$ を与える。

【 0 0 5 5 】

積分器モジュール 16, 17 の出力は、その後、元の基準座標系 d, q へ切り換えるために再変換された後、モータ M に印加されるべき制御電圧の 2 つの成分 U_d, U_q を供給するために主電圧 U_{dref}, U_{qref} に加えられる。結果として、誘導電圧 V_+ の実数部分は以下の式にしたがって誤差 の一次関数となる。

【数 6】

$$V_{x+} = - \left(\frac{3n_p^2}{2J\Omega} \bar{\phi}_m \frac{\Delta LI^2}{4} \right) \sin(\varepsilon)$$

【 0 0 5 6 】

したがって、第 3 のステータ磁束誘導電圧 V_+ の成分 V_{x+} の符号を解析することにより、 $\sin(\)$ の符号、したがって、ロータの磁束の方向を容易に決定することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 7 】

2) 誘導モータMの場合

本発明で説明される決定方法は、誘導モータ、例えば非同期モータを用いても達成できることが有益である。具体的には、誘導モータの場合にも、第1のステータ磁束誘導電圧 U_+ および第2のステータ磁束誘導電圧 U_- は、ロータの磁束ベクトルの角度位置の誤差の関数である。したがって、前述した2つの実施形態を誘導モータに関して使用することができる。

【 0 0 5 8 】

既に説明した実施形態に類似する第1の実施形態では、電流は、 I に等しい基準座標系 x_+, y_+ の成分の振幅 I_1 とゼロに等しい基準座標系 x_-, y_- の成分の振幅 I_2 とを伴って注入される。したがって、電流は、プラスの注入周波数 で回転する電流ベクトルによってのみ注入される。マイナスの周波数での電流注入はゼロに調整される。これは、

$$I_h = I x e^{j \omega t} = I x \cos(\omega t) + j I y \sin(\omega t)$$

を与える。

【 0 0 5 9 】

この第1の実施形態において、第2のステータ磁束誘導電圧 U_- の実数部分 U_{x-} は、以下の式によれば誤差 に比例する。

【数7】

$$U_{x-} = \text{Re}(U_-) = \frac{3n_p^2 I}{4J\Omega} |\bar{\varphi}_r|^2 \left[\left(1 - \frac{\bar{\omega}}{\Omega}\right) \sin(2\varepsilon) - \frac{\tau_r^{-1}}{\Omega} \cos(2\varepsilon) \right]$$

【 0 0 6 0 】

この場合、 n_p はモータの極数を表わし、 $\bar{\varphi}_r$ はロータの磁束の振幅を表わし、 J はロータの平均速度を表わし、 τ_r はロータの慣性を表わし、 τ_r はロータの時定数を表わす。

【 0 0 6 1 】

既に説明した実施形態に類似する第2の実施形態において、電流は、基準座標系 x_-, y_- の成分の振幅 I_2 に等しい基準座標系 x_+, y_+ の成分の振幅 I_1 を伴って注入される。すなわち、 $I_1 = I_2 = I/2$ である。このケースは、振幅 I_{qh} が0に等しい場合の注入電流 I_{dh}, I_{qh} の2つの成分の印加に対応する。その結果、これは、

$$I_h = 1/2 x e^{j \omega t} + 1/2 x e^{-j \omega t} = I x \cos(\omega t)$$

を与える。

【 0 0 6 2 】

この第2の実施形態において、第2の合成ステータ磁束誘導電圧 U_Σ の実数部分は、以下の式によれば誤差 に比例する。

【数8】

$$U_{\Sigma x} = \text{Re}(U_\Sigma) = -\frac{3n_p^2 I}{4J\Omega} |\bar{\varphi}_r|^2 \sin(2\varepsilon) + \frac{\bar{\omega}}{\Omega} R_r I$$

【 0 0 6 3 】

この場合、 n_p はモータの極数を表わし、 $\bar{\varphi}_r$ はロータの磁束の振幅を表わし、 R_r はロータの抵抗の等価抵抗を表わし、 J はロータの平均速度を表わし、 J はモータの慣性を表わす。

【 0 0 6 4 】

なお、上記式は、 に依存しない固定値である以下に示すオフセット項を含む。

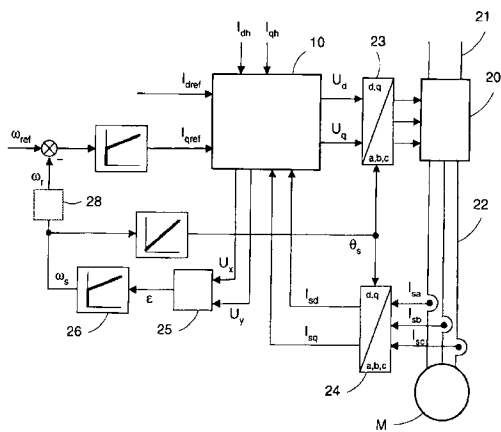
【数9】

$$\frac{\bar{\omega}}{\Omega} R_r I$$

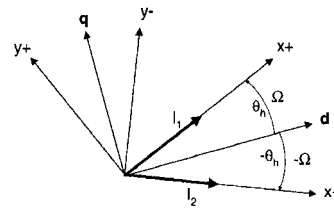
【 0 0 6 5 】

しかしながら、このオフセットの効果は、注入周波数 がロータの平均速度 Ω に対して十分に高い値（例えば30 Hz）で選択される場合には、弱められ無視できる。この条件は、本発明が低い速度（例えば、 $< 5 \text{ Hz}$ ）で回転するロータの位置の決定に特に適しているため満たされる。

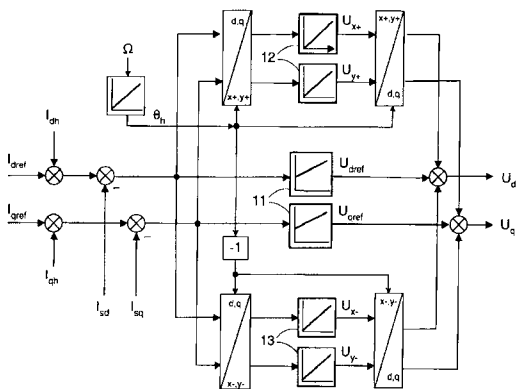
【図1】



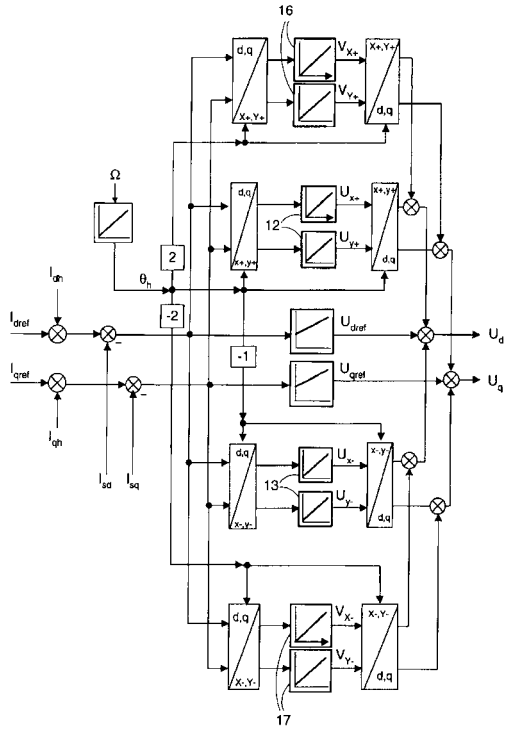
【図3】



【図2】



【 図 4 】



フロントページの続き

(74)代理人 100107582

弁理士 関根 毅

(74)代理人 100118843

弁理士 赤岡 明

(72)発明者 デュロ、バジク

フランス国パシ、スユル、ウール、リュ、ド、リル、7、ラ、メゾン、ブランシュ

(72)発明者 フランソワ、マルレ

フランス国ジュイ、スユル、ウール、リュ、ド、ランスイエヌ、アベイ、30

(72)発明者 ピエール、ルーション

フランス国ムドン、リュ、デ、ロン、レアージュ、17

審査官 宮崎 基樹

(56)参考文献 特開2008-206330(JP,A)

特開2008-220089(JP,A)

特開2003-199390(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00

H02P 27/04